

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2004-72954  
(P2004-72954A)

(43) 公開日 平成16年3月4日(2004.3.4)

(51) Int. Cl. <sup>7</sup>	F I	テーマコード (参考)
HO2P 5/41	HO2P 5/41 3 O 3 Z	5 H 5 6 0
HO2P 6/06	HO2P 5/408 C	5 H 5 7 6
HO2P 21/00	HO2P 6/02 3 2 1 J	

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2002-231789 (P2002-231789)	(71) 出願人	000005108
(22) 出願日	平成14年8月8日 (2002.8.8)		株式会社日立製作所
			東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地
		(71) 出願人	000003997
			日産自動車株式会社
			神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地
		(74) 代理人	100084412
			弁理士 永井 冬紀
		(72) 発明者	松永 康郎
			神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内
		(72) 発明者	永山 和俊
			神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内
		最終頁に続く	

(54) 【発明の名称】 モーター制御装置および方法

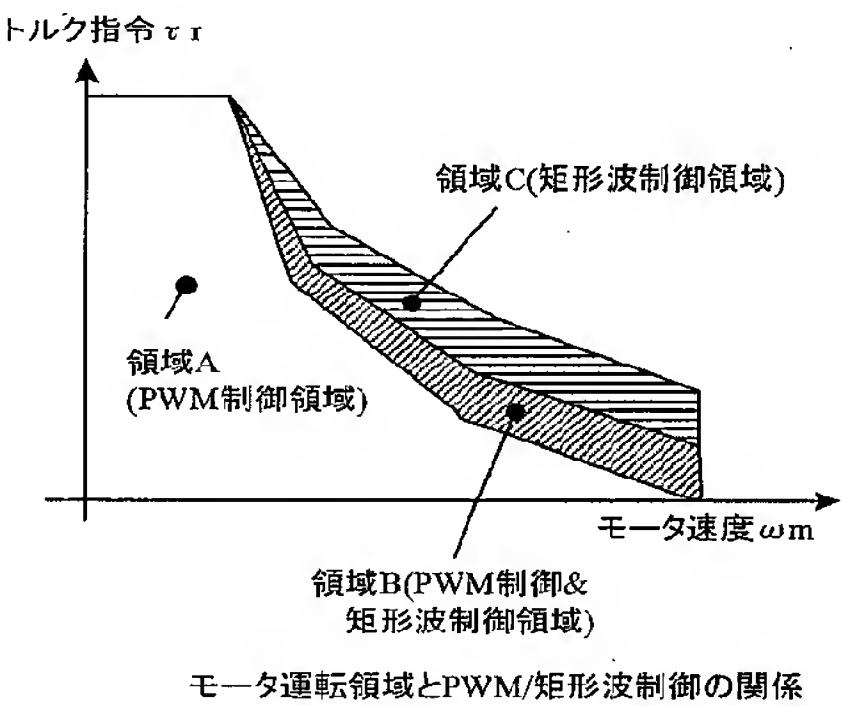
(57) 【要約】

【課題】 モーターの運転効率を向上させる。

【解決手段】 交流モーターに矩形波電圧を印加して駆動する矩形波電圧駆動と、交流モーターにP W M（パルス幅変調）波電圧を印加して駆動するP W M波電圧駆動とを可能とし、トルクと速度とにより交流モーターの運転領域を、高速応答を得るためにP W M波電圧駆動を行う領域Aと、高出力を得るために矩形波電圧駆動を行う領域Cと、P W M波電圧駆動と矩形波電圧駆動のいずれでも駆動可能な中間領域Bとに区分し、トルク指令 $\tau_r$ とモーター速度 $\omega_m$ に応じて矩形波電圧駆動とP W M電圧駆動とを切り換える際に、矩形波電圧駆動の場合とP W M波電圧駆動の場合のモーター制御系の損失マップを有し、中間領域Bにおいて交流モーターを運転する場合には、矩形波電圧駆動とP W M波電圧駆動の内の損失が少ない方を選択する。

【選択図】 図6

【図6】



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

交流モーターに矩形波電圧を印加して駆動する矩形波電圧駆動回路と、  
前記交流モーターに P W M (パルス幅変調) 波電圧を印加して駆動する P W M 波電圧駆動回路と、  
前記交流モーターの速度を検出する速度検出回路と、  
トルクと速度とにより前記交流モーターの運転領域を、高速応答を得るために前記 P W M 波電圧駆動を行う領域 A と、高出力を得るために前記矩形波電圧駆動を行う領域 C と、前記 P W M 波電圧駆動と前記矩形波電圧駆動のいずれでも駆動可能な中間領域 B とに区分し、トルク指令値と前記モーター速度検出値に依りて前記矩形波電圧駆動回路と前記 P W M 波電圧駆動回路とを切り換える切換回路とを備えたモーター制御装置であって、  
前記切換回路は、前記矩形波電圧駆動の場合と前記 P W M 波電圧駆動の場合のモーター制御系の損失マップを有し、前記中間領域 B において前記交流モーターを運転する場合には、前記矩形波電圧駆動と前記 P W M 波電圧駆動の内の損失が少ない方を選択することを特徴とするモーター制御装置。

## 【請求項 2】

交流モーターに矩形波電圧を印加して駆動するための矩形波電圧指令を生成する矩形波電圧指令生成回路と、  
前記交流モーターに P W M (パルス幅変調) 波電圧を印加して駆動するための P W M 波電圧指令を生成する P W M 波電圧指令生成回路と、  
前記矩形波電圧指令または前記 P W M 波電圧指令にしたがって直流電力を交流電力に変換し、前記交流モーターに駆動電圧を印加する電力変換回路と、  
前記交流モーターの速度を検出する速度検出回路と、  
トルクと速度とにより前記交流モーターの運転領域を、高速応答を得るために前記 P W M 波電圧駆動を行う領域 A と、高出力を得るために前記矩形波電圧駆動を行う領域 C と、前記 P W M 波電圧駆動と前記矩形波電圧駆動のいずれでも駆動可能な中間領域 B とに区分し、トルク指令値と前記モーター速度検出値に依りて前記矩形波電圧指令と前記 P W M 波電圧指令とを切り換える切換回路とを備えたモーター制御装置であって、  
前記切換回路は、前記矩形波電圧駆動の場合と前記 P W M 波電圧駆動の場合の前記交流モーターと前記電力変換回路を含むモーター制御系の損失マップを有し、前記中間領域 B において前記交流モーターを運転する場合には、前記矩形波電圧駆動と前記 P W M 波電圧駆動の内の損失が少ない方の電圧指令を選択することを特徴とするモーター制御装置。

## 【請求項 3】

請求項 1 または請求項 2 に記載のモーター制御装置において、  
前記切換回路は、前記中間領域 B においてトルク指令値の変化が所定量を超える場合には前記 P W M 波電圧駆動を選択することを特徴とするモーター制御装置。

## 【請求項 4】

請求項 1 または請求項 2 に記載のモーター制御装置において、  
前記モーター制御系への外乱侵入の有無を判定する外乱判定回路を備え、  
前記切換回路は、前記中間領域 B および前記領域 C においてモーター制御系への外乱侵入有りと判定された場合には前記 P W M 波電圧駆動を選択することを特徴とするモーター制御装置。

## 【請求項 5】

請求項 4 に記載のモーター制御装置において、  
前記交流モーターの電流を検出する電流検出回路を備え、  
前記外乱判定回路は、前記モーター電流検出値の変化が所定量を超えた場合には外乱侵入有りと判定することを特徴とするモーター制御装置。

## 【請求項 6】

請求項 4 に記載のモーター制御装置において、  
前記外乱判定回路は、トルク指令値に基づいてモーター速度の変化量を予測し、このモーター

ター速度変化量予測値と実際の前記モーター速度検出値の変化量との差が所定値を超えた場合に外乱侵入有りと判定することを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 7】

請求項 4～6 のいずれかの項に記載のモーター制御装置において、  
前記切換回路は、前記領域 C において外乱侵入有りと判定された場合には、トルク指令値をモーター速度に応じた値に制限することを特徴とするモーター制御装置。

【請求項 8】

請求項 1～7 のいずれかの項に記載のモーター制御装置において、  
前記切換回路は、前記 PWM 波電圧駆動から前記矩形波電圧駆動へ切り換える場合には、前記 PWM 波電圧駆動が所定時間以上行われた後に前記矩形波電圧駆動へ切り換えることを特徴とするモーター制御装置。

10

【請求項 9】

交流モーターに矩形波電圧を印加して駆動する矩形波電圧駆動と、前記交流モーターに PWM (パルス幅変調) 波電圧を印加して駆動する PWM 波電圧駆動とを可能とし、  
トルクと速度とにより前記交流モーターの運転領域を、高速応答を得るために前記 PWM 波電圧駆動を行う領域 A と、高出力を得るために前記矩形波電圧駆動を行う領域 C と、前記 PWM 波電圧駆動と前記矩形波電圧駆動のいずれでも駆動可能な中間領域 B とに区分し、  
トルク指令値と前記モーター速度検出値に応じて前記矩形波電圧駆動と前記 PWM 電圧駆動とを切り換えるモーター制御方法であって、  
前記矩形波電圧駆動の場合と前記 PWM 波電圧駆動の場合のモーター制御系の損失マップを有し、前記中間領域 B において前記交流モーターを運転する場合には、前記矩形波電圧駆動と前記 PWM 波電圧駆動の内の損失が少ない方を選択することを特徴とするモーター制御方法。

20

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明はモーター制御装置および方法に関し、特に、モーターの運転性能を改善するものである。

【0002】

【従来の技術】

30

インバーターによりバッテリーの直流電力を交流電力に変換して 3 相交流モーターに印加し、モーターを駆動するモーター制御装置が知られている (例えば特開 2000-358893 号公報参照)。この装置では、モーターに矩形波の駆動電圧を印加して駆動する矩形波制御と、モーターに PWM 波形の駆動電圧を印加して駆動する PWM 制御とを可能とし、モーターのトルク指令値に応じた 3 相交流電圧の指令値を算出し、その交流電圧指令値が PWM 波形を生成する搬送波の振幅の  $1/2$  より大きいときは矩形波制御を行い、交流電圧指令値が搬送波の振幅の  $1/2$  以下のときは PWM 制御を行っている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、従来のモーター制御装置では、モーターに印加する電圧指令値を所定値 (PWM 波生成用搬送波の振幅の  $1/2$ ) と比較し、その大小関係のみにより矩形波制御と PWM 制御を切り換えているので、モーターの運転効率が良好なものではなかった。

40

【0004】

本発明の目的は、モーターの運転効率が向上するように矩形波電圧駆動と PWM 波電圧駆動とを切り換えるモーター制御装置および方法を提供することにある。

【0005】

【課題を解決するための手段】

本発明は、交流モーターに矩形波電圧を印加して駆動する矩形波電圧駆動と、交流モーターに PWM (パルス幅変調) 波電圧を印加して駆動する PWM 波電圧駆動とを可能とし、トルクと速度とにより交流モーターの運転領域を、高速応答を得るために PWM 波電圧駆

50

動を行う領域Aと、高出力を得るために矩形波電圧駆動を行う領域Cと、PWM波電圧駆動と矩形波電圧駆動のいずれでも駆動可能な中間領域Bとに区分し、トルク指令値とモーター速度検出値に応じて矩形波電圧駆動とPWM電圧駆動とを切り換える際に、矩形波電圧駆動の場合とPWM波電圧駆動の場合のモーター制御系の損失マップを有し、中間領域Bにおいて交流モーターを運転する場合には、矩形波電圧駆動とPWM波電圧駆動の内の損失が少ない方を選択する。

【0006】

【発明の効果】

本発明によれば、モーターの運転効率を向上させることができる。

【0007】

【発明の実施の形態】

図1は一実施の形態の構成を示す。一実施の形態の電気自動車の駆動制御装置は、バッテリー1の直流電力を交流電力に変換してモーター2へ供給するインバーター3と、トルク指令値 $\tau$ とモーター2の電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ および回転信号に基づいてインバーター3を制御するモーターコントローラー4とを備えている。なお、この一実施の形態ではモーター2に3相同期モーターを用いた例を示すが、モーター2は3相同期モーターに限定されず、例えば3相誘導モーターなどを用いることができる。インバーター3は、モーターコントローラー4からのスイッチング信号 $P_u$ 、 $P_v$ 、 $P_w$ にしたがってIGBTなどの電力変換素子によりスイッチングを行い、バッテリー1の直流電力を交流電力に変換する。

【0008】

モーターコントローラー4は、マイクロコンピュータとA/Dコンバーターやメモリなどの周辺部品を備え、マイクロコンピュータのソフトウェア形態やハードウェアデバイスにより後述する複数の制御ブロックを構成する。モーターコントローラー4は、電気角180度通電の矩形波電圧をモーター2へ印加して駆動制御する矩形波制御系と、パルス幅変調(PWM)波形電圧をモーター2へ印加して駆動制御するPWM制御系とを備え、トルク指令値 $\tau$ とモーター2の電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ および速度 $\omega_m$ に基づいて矩形波制御とPWM制御とを切り換える。

【0009】

矩形波制御系は、電圧位相演算部5、スイッチ選択部6および磁極位置/モーター速度検出部8を備えている。電圧位相演算部5は、トルク指令値 $\tau$ とモーター速度 $\omega_m$ に対して予め設定された $d$ - $q$ 軸電流指令値 $i_d^*$ 、 $i_q^*$ のテーブルを記憶しており、この $d$ - $q$ 軸電流指令値テーブルから現在のトルク指令値 $\tau$ とモーター速度 $\omega_m$ に対応する $d$ - $q$ 軸電流指令値 $i_d^*$ 、 $i_q^*$ を表引き演算する。そして、この $d$ - $q$ 軸電流指令値 $i_d^*$ 、 $i_q^*$ に基づいて次の方法により電圧位相 $\gamma$ を算出する。

【0010】

モーター2の磁極位置 $\theta$ の方向である $d$ 軸に対して電氣的に直交する $q$ 軸方向に、逆起電力 $\omega_m \phi$  ( $\phi$ は磁石の磁束)が発生する。この逆起電力 $\omega_m \phi$ を補償する電圧と、 $d$ 軸電流 $i_d$ による電圧成分 $\omega_m L_d i_d$  ( $L_d$ は $d$ 軸インダクタンス)との和が、 $q$ 軸方向に印加する電圧となる。一方、 $d$ 軸方向については $q$ 軸電流 $i_q$ による電圧成分 $\omega_m L_q i_q$  ( $L_q$ は $q$ 軸インダクタンス)が印加電圧になる。したがって、図2に示すように、それらのベクトル和が電圧指令ベクトル $V_r$ であり、 $d$ 軸から見た $V_r$ の位相が $\gamma$ である。電圧位相演算部5は図2に示すベクトル演算を行って電圧位相 $\gamma$ を算出する。

【0011】

スイッチ選択部6は、電圧位相 $\gamma$ とモーター磁極位置 $\theta$ とに基づいてU、V、W相のスイッチング信号 $P_u$ 、 $P_v$ 、 $P_w$ を決定する。インバーター3はこれらのスイッチング信号 $P_u$ 、 $P_v$ 、 $P_w$ に応じた電圧を生成し、3相同期モーター2へ印加する。

【0012】

スイッチ選択部6によるスイッチング信号 $P_u$ 、 $P_v$ 、 $P_w$ の生成方法を図2～図5により説明する。図2において、電圧指令ベクトル $V_r$ の位相は $\alpha$ 軸を基準とする静止座標系

10

20

30

40

50



から見ると、モーター2の磁極位置 $\theta$ と電圧位相 $\gamma$ との和である $\theta_V$ である。180度通電の矩形波制御を行うためには、図3に示すように、電気角60度ごとに異なるスイッチングパターンを有する6つの区間、つまり区間1～区間6に分ける。

#### 【0013】

図4に各区間ごとのスイッチングパターンを示す。例えば、電圧指令ベクトル $V_r$ の位相 $\theta_V$ が-30度～30度の範囲であれば区間1となり、U相が正電圧に、V相、W相が負電圧になるようにスイッチング信号 $P_u$ 、 $P_v$ 、 $P_w$ を与える。図2に示す電圧指令ベクトル $V_r$ は、図3に示す区間分けから明らかなように区間3の範囲に入っている。したがって、図4に示す区間3のスイッチングパターン、すなわちV相が正電圧に、U相、W相が負電圧になるようにスイッチング信号 $P_u$ 、 $P_v$ 、 $P_w$ を出力する。

10

#### 【0014】

図5はスイッチ選択部6の処理を示すフローチャートである。ステップ101において、モーター2の磁極位置 $\theta$ と電圧位相 $\gamma$ との和により電圧指令ベクトル $V_r$ の位相 $\theta_V$ を求める。続くステップ102では、電圧指令ベクトル $V_r$ の位相 $\theta_V$ が図4に示す6区間の内のどの区間に入るかを判定する。更にステップ103で、図4に示すテーブルから電圧指令ベクトル $V_r$ の位相 $\theta_V$ が含まれる区間のスイッチングパターンを選択し、このスイッチングパターンのスイッチング信号 $P_u$ 、 $P_v$ 、 $P_w$ を生成してインバータ2へ出力する。

#### 【0015】

磁極位置ノモーター速度検出部8は、モーター2の出力軸に連結したレゾルバー9の出力信号に基づいてモーター2の磁極位置 $\theta$ と速度 $\omega_m$ を検出する。なお、この一実施の形態ではモーター2の回転を検出するセンサーとしてレゾルバーを用いた例を示すが、モーター回転センサーはレゾルバーに限定されず、例えばエンコーダーやパルス発生器を用いてもよい。また、この磁極位置ノモーター速度検出部8は矩形波制御系とPWM制御系とで共用とする。

20

#### 【0016】

次に、PWM制御系について説明する。PWM制御系は、高効率電流テーブル10、電流制御部11、2相3相変換部12、3相2相変換部13、PWM変換部17および磁極位置モーター速度検出部8を備えている。

#### 【0017】

高効率電流テーブル10は、トルク指令 $\tau_r$ とモーター速度 $\omega_m$ に対して予め設定された高効率電流テーブルを備えており、この高効率電流テーブルから現在のトルク指令値 $\tau_r$ とモーター速度 $\omega_m$ に対応する $d$ - $q$ 軸電流指令値 $i_d^*$ 、 $i_q^*$ を算出する。電流制御部11は、 $d$ - $q$ 軸実電流 $i_d$ 、 $i_q$ を $d$ - $q$ 軸電流指令値 $i_d^*$ 、 $i_q^*$ に一致させるための $d$ - $q$ 軸の電圧指令値 $v_d^*$ 、 $v_q^*$ を、次式に示すPI制御により演算する。

#### 【数1】

$$\begin{aligned} v_d^* &= K_{Pd}(i_d^* - i_d) + K_{i_d} \int (i_d^* - i_d) dt, \\ v_q^* &= K_{Pq}(i_q^* - i_q) + K_{i_q} \int (i_q^* - i_q) dt \end{aligned}$$

数式1において、 $K_{Pd}$ 、 $K_{Pq}$ は $d$ - $q$ 軸電流制御の比例ゲイン、 $K_{i_d}$ 、 $K_{i_q}$ は $d$ - $q$ 軸電流制御の積分ゲインである。

40

#### 【0018】

2相3相変換部12は、モーター2の磁極位置 $\theta$ に基づいて $d$ - $q$ 軸電圧指令値 $v_d^*$ 、 $v_q^*$ を3相交流電圧指令 $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$ に変換する。3相2相変換部13は、モーター2の磁極位置 $\theta$ に基づいて、電流センサー14、15、16により検出した3相交流電流 $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$ を $d$ - $q$ 軸実電流 $i_d$ 、 $i_q$ に変換する。PWM変換部17は、3相交流電圧指令 $v_u^*$ 、 $v_v^*$ 、 $v_w^*$ を10kHz程度の搬送波（一般に三角波）と比較し、スイッチング信号 $P_u$ 、 $P_v$ 、 $P_w$ を生成する。

#### 【0019】

次に、矩形波制御とPWM制御との切り換え動作を説明する。制御切換部18は、矩形波制御系の入力部に設置したスイッチ $SW_1$ および出力部に設置したスイッチ $SW_2$ と、P

50

WM制御系の入力部に設置したスイッチSW3および出力部に設置したスイッチSW4とを制御して、矩形波制御とPWM制御とを切り換える。

#### 【0020】

図6は、トルク指令 $\tau_r$ とモーター速度 $\omega_m$ の二次元平面上における矩形波制御領域とPWM制御領域とを示す。領域AはPWM制御のみを行う領域であり、領域Cは矩形波制御のみを行う領域である。

#### 【0021】

一般に、矩形波電圧による制御は、PWM波電圧による制御に比べて電圧利用率の点で優れており、高出力が得られるが、トルク指令 $\tau_r$ やモーター速度 $\omega_m$ が急変する過渡変化時には、PWM波電圧による制御に比べて応答性が悪い。領域Aは、トルク指令 $\tau_r$ とモーター速度 $\omega_m$ が領域Cにおけるそれらよりも小さく、モーター出力 $P (\propto \tau_r \cdot \omega_m)$ は最高出力 $P_{max}$ よりも低い状態で運転されるから、高出力を得るための矩形波制御よりも応答性が良いPWM制御を行う方が望ましい。逆に、領域Cは、トルク指令 $\tau_r$ とモーター速度 $\omega_m$ が領域Aにおけるそれらよりも大きく、モーター出力 $P (\propto \tau_r \cdot \omega_m)$ は最高出力 $P_{max}$ に近い状態で運転されるから、応答性が良いPWM制御よりも高出力を得るための矩形波制御を行う方が望ましい。したがって、トルク指令 $\tau_r$ とモーター速度 $\omega_m$ に基づいて現在のモーター2の運転領域を判断し、制御の切り換えを行う。

#### 【0022】

一方、領域Bは、矩形波制御とPWM制御のどちらも実行可能な領域であり、どちらかを選択する。この領域Bでは、損失の少ない、すなわち運転効率の高い制御方式を選択する。これにより、電気自動車の1充電当たりの走行距離を伸ばすことができる。しかし、上述したように、矩形波制御におけるモータートルクやモーター電流の応答はPWM制御の応答に比べて遅いため、急な外乱トルクやトルク指令の変化があった場合など、制御の速い応答が求められる場合には、たとえ運転効率が低くなったとしても速い応答性を示すPWM制御を選択し、制御の安定化を図る。

#### 【0023】

図7は、一実施の形態の制御切換部18における制御切換動作を示すフローチャートである。ステップ201において、現在のトルク指令 $\tau_r(n)$ とモーター速度 $\omega_m(n)$ に基づいて図6に示す運転領域A、B、Cの中からいずれかを選択する。ステップ202で、現在のトルク指令 $\tau_r(n)$ とモーター速度 $\omega_m(n)$ が運転領域C内にあるか否かを確認し、運転領域C内にある場合はステップ210へ進み、そうでなければステップ203へ進む。

#### 【0024】

運転領域C内にはない場合には、ステップ203で現在のトルク指令 $\tau_r(n)$ とモーター速度 $\omega_m$ が運転領域A内にあるか否かを確認し、運転領域A内にある場合はステップ214へ進み、そうでなければステップ204へ進む。現在のトルク指令 $\tau_r(n)$ とモーター速度 $\omega_m$ が運転領域A内にある場合は、ステップ214でPWM制御を選択する。このPWM制御の選択動作については後述する。

#### 【0025】

現在のトルク指令値 $\tau_r(n)$ とモーター速度 $\omega_m$ とで決まるモーター2の運転点が領域A内になく、かつまた領域C内にもない場合には、ステップ204で、トルク指令 $\tau_r(n)$ とモーター速度 $\omega_m(n)$ に基づいて矩形波制御を行った場合の損失 $L_k$ とPWM制御を行った場合の損失 $L_p$ を演算する。

#### 【0026】

ここで、矩形波制御による損失 $L_k$ とPWM制御による損失 $L_p$ について考察する。インバータ3の電力変換素子がスイッチング動作するときの損失は、スイッチング回数、すなわちオンとオフを繰り返す回数が多いPWM制御による損失 $L_p$ の方が、矩形波制御による損失 $L_k$ よりも大きい。ところが、電力変換素子のオン抵抗損失、すなわち電力変換素子が導通状態にあるときの損失は、導通している期間が長い矩形波制御による損失 $L_k$ の方がPWM制御による損失 $L_p$ よりも大きい。一方、モーター損失を考えると、PWM

10

20

30

40

50

制御ではモーター2に正弦波に近い駆動電圧が印加されるのに対し、矩形波制御ではモーター2に矩形波が印加されるので、矩形波制御によるモーター損失はPWM制御によるモーター損失よりも大きい。

#### 【0027】

これらを総合的に判断すると、矩形波制御による損失 $L_k$ の方がPWM制御による損失 $L_P$ よりも小さくなる傾向を示すが、使用する電力変換素子やモーターの種類によって損失が変化するため、領域Cにおいては一概にどちらがよいということとはできない。したがって、この一実施の形態では机上の演算や実験により種々の条件に応じた矩形波制御とPWM制御による損失を求め、マップ化してモーターコントローラ4に内蔵されるメモリ（不図示）に記憶しておき、必要に応じてこのマップテーブルを参照する。

10

#### 【0028】

図8はPWM制御と矩形波制御による損失マップの一例を示す。この損失マップ例では、縦列にトルク指令 $\tau_r$ （ $\tau_0 \sim \tau_{max}$ ）を、横行にモーター回転速度 $\omega_m$ （ $\omega_0 \sim \omega_{max}$ ）をそれぞれ配列し、各欄に損失データを記録したPWM制御による損失マップと矩形波制御による損失マップを示す。これらのマップデータから、現在のトルク指令 $\tau_r(n)$ とモーター速度 $\omega_m(n)$ に対応する損失を直線補間演算により求める。

#### 【0029】

例えば、現在のトルク指令 $\tau_r(n)$ が $\tau_7$ と $\tau_8$ の間にあり、モーター速度 $\omega_m(n)$ が $\omega_6$ と $\omega_7$ の間にある場合には、まずPWM制御による損失マップから、現在のトルク指令 $\tau_r(n)$ とモーター速度 $\omega_m(n)$ の運転点を囲む4個のデータ $LP_{11}$ 、 $LP_{12}$ 、 $LP_{21}$ 、 $LP_{22}$ を読み出す。そして、トルク指令 $\tau_r$ による直線補間演算を行ってトルク指令 $\tau_r(n)$ に対応する損失 $LP_1$ 、 $LP_2$ を求める。

20

#### 【数2】

$LP_1 = LP_{11} + (LP_{12} - LP_{11}) / (\tau_8 - \tau_7) \cdot (\tau_r(n) - \tau_7)$  ,  
 $LP_2 = LP_{21} + (LP_{22} - LP_{21}) / (\tau_8 - \tau_7) \cdot (\tau_r(n) - \tau_7)$  ,  
 さらに、モーター速度 $\omega_m$ による直線補間を行ってトルク指令 $\tau_r(n)$ とモーター速度 $\omega_m(n)$ に対応するPWM制御による損失 $LP$ を求める。

#### 【数3】

$LP = LP_1 + (LP_2 - LP_1) / (\omega_7 - \omega_6) \cdot (\omega_m(n) - \omega_6)$

#### 【0030】

30

次に、矩形波制御による損失マップから、現在のトルク指令 $\tau_r(n)$ とモーター速度 $\omega_m(n)$ の運転点を囲む4個のデータ $Lk_{11}$ 、 $Lk_{12}$ 、 $Lk_{21}$ 、 $Lk_{22}$ を読み出す。そして、トルク指令 $\tau_r$ による直線補間演算を行ってトルク指令 $\tau_r(n)$ に対応する損失 $Lk_1$ 、 $Lk_2$ を求める。

#### 【数4】

$Lk_1 = Lk_{11} + (Lk_{12} - Lk_{11}) / (\tau_8 - \tau_7) \cdot (\tau_r(n) - \tau_7)$  ,  
 $Lk_2 = Lk_{21} + (Lk_{22} - Lk_{21}) / (\tau_8 - \tau_7) \cdot (\tau_r(n) - \tau_7)$  ,  
 さらに、モーター速度 $\omega_m$ による直線補間を行ってトルク指令 $\tau_r(n)$ とモーター速度 $\omega_m(n)$ に対応する矩形波制御による損失 $Lk$ を求める。

#### 【数5】

40

$Lk = Lk_1 + (Lk_2 - Lk_1) / (\omega_7 - \omega_6) \cdot (\omega_m(n) - \omega_6)$

#### 【0031】

図7のステップ204で、トルク指令 $\tau_r(n)$ とモーター速度 $\omega_m(n)$ に対応する矩形波制御の損失 $Lk$ とPWM制御の損失 $LP$ を演算した後、ステップ205へ進む。ステップ205では矩形波制御による損失 $Lk$ とPWM制御による損失 $LP$ とを比較し、矩形波制御損失 $Lk$ がPWM制御損失 $LP$ より小さい場合は矩形波制御を選択すべくステップ206へ進み、逆にPWM制御損失 $LP$ が矩形波制御損失 $Lk$ より小さい場合はPWM制御を選択すべくステップ214へ進む。PWM制御の選択動作については後述する。

#### 【0032】

矩形波制御損失 $Lk$ がPWM制御損失 $LP$ より小さい場合は、ステップ206で、トルク

50

指令 $\tau_r$ の変化分絶対値 $\Delta\tau_r (= |\tau_r(n) - \tau_r(n-1)|)$ を所定値 $A$ と比較する。ここで、所定値 $A$ は、前回サンプリング時のトルク指令 $\tau_r(n-1)$ から今回サンプリング時のトルク指令 $\tau_r(n)$ への変化時に、矩形波制御で十分に速く応答できる限界の変化量である。トルク指令変化量絶対値 $\Delta\tau_r$ が所定値 $A$ より大きい場合は矩形波制御では応答が遅いと判断し、応答性を重視してPWM制御を選択すべくステップ214へ進む。一方、トルク指令 $\tau_r$ の変化量絶対値 $\Delta\tau_r$ が所定値 $A$ 以下の場合は、矩形波制御で十分に速く応答できるとして矩形波制御を選択すべくステップ207へ進む。

#### 【0033】

ステップ207では、 $d$ 軸電流の変化分 $\Delta i_d (= |i_d(n) - i_d(n-1)|)$ 、 $\Delta i_q (= |i_q(n) - i_q(n-1)|)$ を検出し、これらの変化分 $\Delta i_d$ 、 $\Delta i_q$ をそれぞれ所定値 $B$ 、 $C$ と比較する。ここで、所定値 $B$ と $C$ には、 $d$ 軸電流変化分 $\Delta i_d$ が所定値 $B$ だけ変化したとき、または $q$ 軸電流変化分 $\Delta i_q$ が所定値 $C$ だけ変化したときに、モータートルクの変化量が上述した所定値 $A$ より大きくなる値を設定する。 $d$ 軸電流変化分 $\Delta i_d$ が所定値 $B$ より大きい、または $q$ 軸電流変化分 $\Delta i_q$ が所定値 $C$ より大きい場合は、外乱が入ったと判断してステップ214へ進み、外乱混入時に素早く応答して対応するためにPWM制御を選択する。一方、 $d$ 軸電流変化分 $\Delta i_d$ が所定値 $B$ 以下で、かつ $q$ 軸電流変化分 $\Delta i_q$ が所定値 $C$ 以下の場合は、外乱の混入がないからPWM制御を選択する必要はなく、矩形波制御を選択すべくステップ208へ進む。

#### 【0034】

ステップ208では、モータートルク指令 $\tau_r$ に基づいてモータ速度 $\omega_m$ の変化量 $\Delta\omega_{m1}$ を予測し、このモータ速度変化量予測値 $\Delta\omega_{m1}$ と実際のモータ速度 $\omega_m$ の変化量 $\Delta\omega_{m2}$ とを比較し、比較結果に基づいて外乱の有無を判定する。モータ速度変化量予測値 $\Delta\omega_{m1}$ と実際のモータ速度 $\omega_m$ の変化量 $\Delta\omega_{m2}$ との速度差 $\Delta\Delta\omega_m$ を次式により演算する。

#### 【数6】

$$\begin{aligned}\Delta\Delta\omega_m &= |\Delta\omega_{m1} - \Delta\omega_{m2}|, \\ \Delta\omega_{m1} &= \tau_r(n-1) \cdot \Delta t / J \quad (\Delta t: \text{サンプリング時間}, J: \text{イナーシャ}) \\ \Delta\omega_{m2} &= \omega_m(n) - \omega_m(n-1)\end{aligned}$$

予測値と実際値とのモータ速度差 $\Delta\Delta\omega_m$ が所定値 $D$ より大きい場合は、外乱侵入有りと判定してステップ214へ進み、外乱混入時に素早く応答して対応するためにPWM制御を選択する。一方、予測値と実際値とのモータ速度差 $\Delta\Delta\omega_m$ が所定値 $D$ 以下の場合は、外乱混入はないと判定し、応答性の良いPWM制御を選択する必要はないから矩形波制御を選択すべくステップ209へ進む。ここで、所定値 $D$ には、矩形波制御で応答できる上記トルク変化量 $A$ に対して次の関係を満たす値を設定する。

#### 【数7】

$$D \geq |A \cdot \Delta t / J|$$

#### 【0035】

PWM制御から矩形波制御へ切り換える場合は、トルクショックを防止してスムーズな切り換えを行うために、PWM制御が安定した状態で矩形波制御へ切り換える。逆に、矩形波制御からPWM制御へ切り換える場合は、PWM制御による速応性を損なわないために、瞬時にPWM制御へ切り換える。

#### 【0036】

ステップ209では、矩形波制御に移行するのに先だってPWM制御が所定時間以上行われたかどうかを確認する。具体的には、矩形波制御カウンタ $CNT_k$ が0、すなわち前回が矩形波制御ではなく、かつPWM制御カウンタ $CNT_P$ が所定値 $E$ より小さい場合は、まだPWM制御が所定時間以上行われていないからそのままPWM制御を続けるためにステップ214へ進む。一方、矩形波制御カウンタ $CNT_k$ が0でない、またはPWM制御カウンタ $CNT_P$ が所定値 $E$ 以上の場合は、すぐに矩形波制御へ切り換えてもよいと判断してステップ213へ進む。ここで、所定値 $E$ には、PWM制御のトルク制御または電流制御の応答時間以上の時間を設定する。

10

20

30

40

50



## 【0037】

現在のトルク指令 $\tau_r(n)$ とモーター速度 $\omega_m(n)$ で決まる運転点が領域C内にある場合は、基本的には矩形波制御を行うが、外乱の有無を確認する。ステップ210で、 $d$ 軸電流の変化分 $\Delta i_d (= |i_d(n) - i_d(n-1)|)$ 、 $\Delta i_q = (|i_q(n) - i_q(n-1)|)$ を検出し、これらの変化分 $\Delta i_d$ 、 $\Delta i_q$ をそれぞれ上述した所定値B、Cと比較する。 $d$ 軸電流変化分 $\Delta i_d$ が所定値Bより大きいのか、または $q$ 軸電流変化分 $\Delta i_q$ が所定値Cより大きい場合は、外乱が入ったと判断してステップ212へ進み、外乱による過電流を防止するためにトルク指令 $\tau_r$ をモーター速度 $\omega_m(n)$ におけるPWM制御の最大値に制限する。

## 【数8】

$$\tau_r(n) = \tau_{Pma} \times [\omega_m(n)]$$

その後、ステップ214へ進み、外乱混入時に素早く応答して対応するためにPWM制御を行う。

## 【0038】

一方、 $d$ 軸電流変化分 $\Delta i_d$ が所定値B以下で、かつ $q$ 軸電流変化分 $\Delta i_q$ が所定値C以下の場合はステップ211へ進み、上記数式6により予測値と実際値とのモーター速度差 $\Delta \omega_m$ を演算し、モーター速度から予測した外乱の有無を判定する。予測値と実際値とのモーター速度差 $\Delta \omega_m$ が所定値Dより大きい場合は、外乱侵入有りと判定してステップ212へ進み、上記数式8に示すように、外乱による過電流を防止するためにトルク指令 $\tau_r$ をモーター速度 $\omega_m(n)$ におけるPWM制御の最大値に制限する。その後、ステップ214へ進み、外乱混入時に素早く応答して対応するためにPWM制御を行う。

## 【0039】

予測値と実際値とのモーター速度差 $\Delta \omega_m$ が所定値D以下の場合は外乱混入なしと判定し、応答性の良いPWM制御を選択する必要はないから矩形波制御を選択すべくステップ213へ進む。

## 【0040】

ステップ213では、図1に示すスイッチSW1、SW2を閉路し、スイッチSW3、SW4を開路して矩形波制御を選択し、実施する。そして、PWM制御カウンタCNTpを0にリセットし、矩形波制御カウンタCNTkに1を設定する。

## 【0041】

一方、ステップ214では、図1に示すスイッチSW1、SW2を開路し、スイッチSW3、SW4を閉路してPWM制御を選択し、実施する。そして、PWM制御カウンタCNTpをインクリメントし、矩形波制御カウンタCNTkを0にリセットする。

## 【0042】

上述した一実施の形態によれば、損失の少ないモーター駆動制御方式を選択することによって運転効率が向上し、電気自動車に適用した場合にはその後続距離が長くなる。

## 【0043】

また、一実施の形態によれば、中間の運転領域Bでは矩形波制御（矩形波電圧駆動）とPWM制御（PWM波電圧駆動）の両方を実行可能とし、トルク指令の変化量が大きいとき、あるいは外乱が侵入したときなど、速応性（高速応答）が求められるときはPWM制御を選択、実行することによって、トルク応答を低下させることがなく、運転者の違和感を防止できる上に、PWM制御により制御の追従性が良くなるので、電流制御の応答遅れによる過電流を防止することができる。中間の運転領域Bにおいて速応性が求められない場合には矩形波制御を選択、実行するので、電圧利用率が高くなって高出力が得られる。

## 【0044】

また、PWM制御から矩形波制御へ切り換える際に、PWM制御が安定したことを確認してから切り換えるようにしたので、トルクショックを防止することができ、運転者が違和感を感じるようなことがない。

## 【0045】

さらに、矩形波制御の運転領域Cにおいて外乱が侵入したときは、トルク指令をモーター

10

20

30

40

50

速度に応じた値に制限し、トルク指令を低減してPWM制御へ切り換えるようにしたので、制御の追従性が良くなり、電流制御の応答遅れによる過電流を防止することができる。

#### 【0046】

特許請求の範囲の構成要素と一実施の形態の構成要素との対応関係は次の通りである。すなわち、電圧位相演算部5、スイッチ選択部6、磁極位置／モーター速度検出部8およびインバータ3が矩形波電圧駆動回路を、高効率電流テーブル10、電流制御部11、2相3相変換部12、PWM変換部17、3相2相変換部13、磁極位置／モーター速度検出部8およびインバータ3がPWM駆動電圧回路を、レゾルバー9および磁極位置／モーター速度検出部8が速度検出回路を、制御切換部18およびスイッチSW1～SW4が切換回路を、電圧位相演算部5、スイッチ選択部6および磁極位置／モーター速度検出部8が矩形波電圧指令生成回路を、高効率電流テーブル10、電流制御部11、2相3相変換部12、PWM変換部17および3相2相変換部13がPWM波電圧指令生成回路を、インバータ3が電力変換回路を、制御切換部18が外乱判定回路を、電流センサー14～16および3相2相変換部13が電流検出回路をそれぞれ構成する。なお、本発明の特徴的な機能を損なわない限り、各構成要素は上記構成に限定されるものではない。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】一実施の形態の構成を示す図である。

【図2】電圧・電流ベクトル図である。

【図3】電圧ベクトルとスイッチングパターン区間の関係を示す図である。

【図4】各電圧位相区間のスイッチングパターンを示す図である。

【図5】モーターの運転領域とPWM制御および矩形波制御の関係を示す図である。

【図6】トルク指令とモーター速度の二次元平面上における矩形波制御領域とPWM制御領域とを示す図である。

【図7】一実施の形態の制御切換動作を示すフローチャートである。

【図8】PWM制御と矩形波制御による損失マップ例を示す図である。

#### 【符号の説明】

- 1 バッテリー
- 2 モーター
- 3 インバータ
- 4 モーターコントローラー
- 5 電圧位相演算部
- 6 スwitch選択部
- 8 磁極位置／モーター速度検出部
- 9 レゾルバー
- 10 高効率電流テーブル
- 11 電流制御部
- 12 2相3相変換部
- 13 3相2相変換部
- 14～16 電流センサー
- 17 PWM変換部
- 18 制御切換部

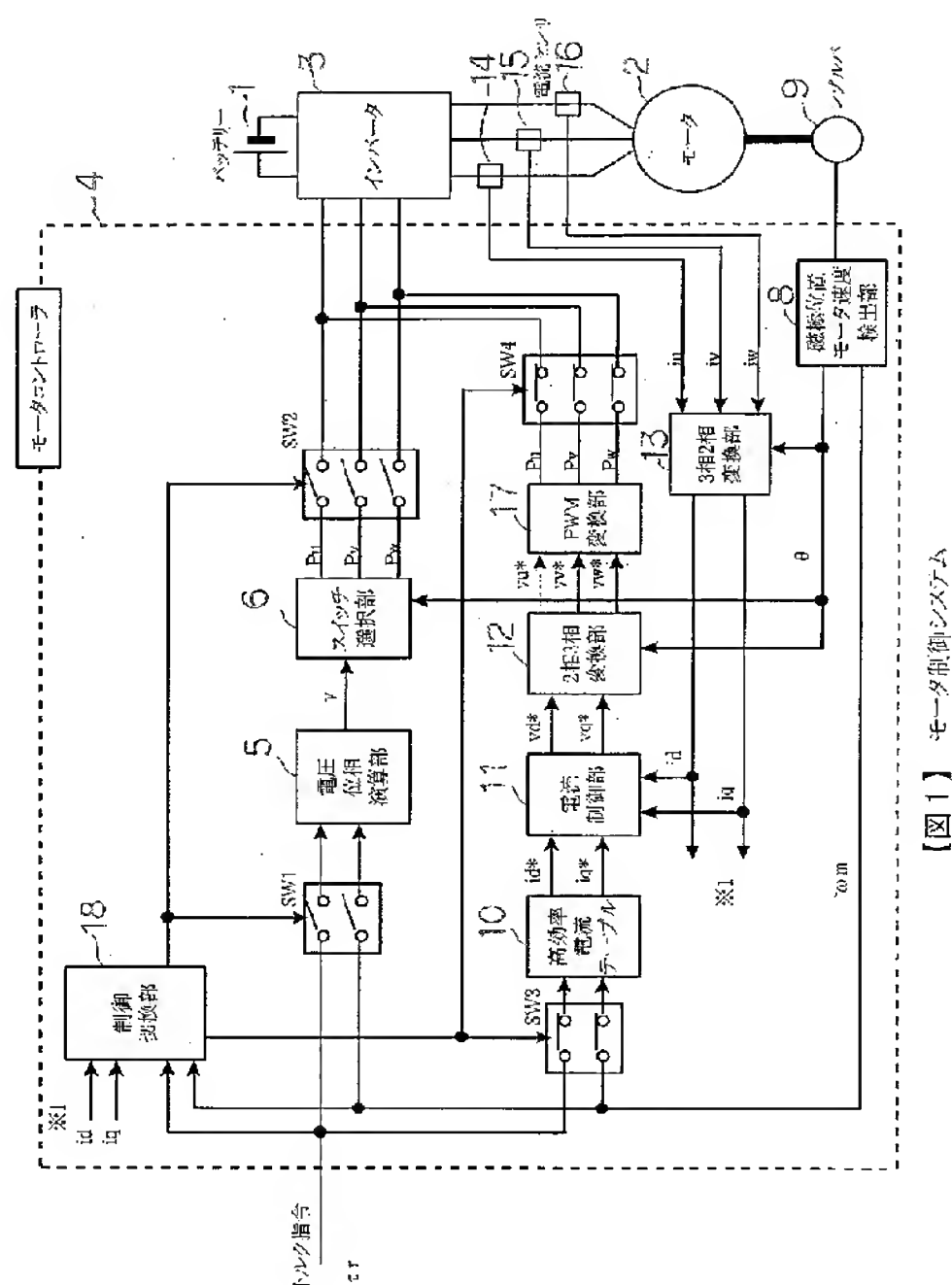
10

20

30

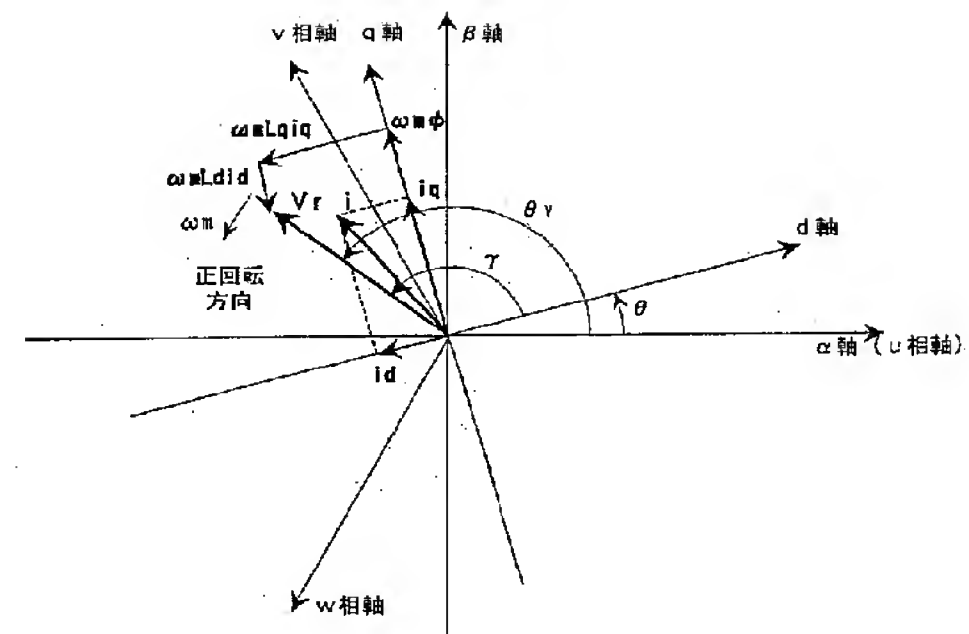
40

【 図 1 】



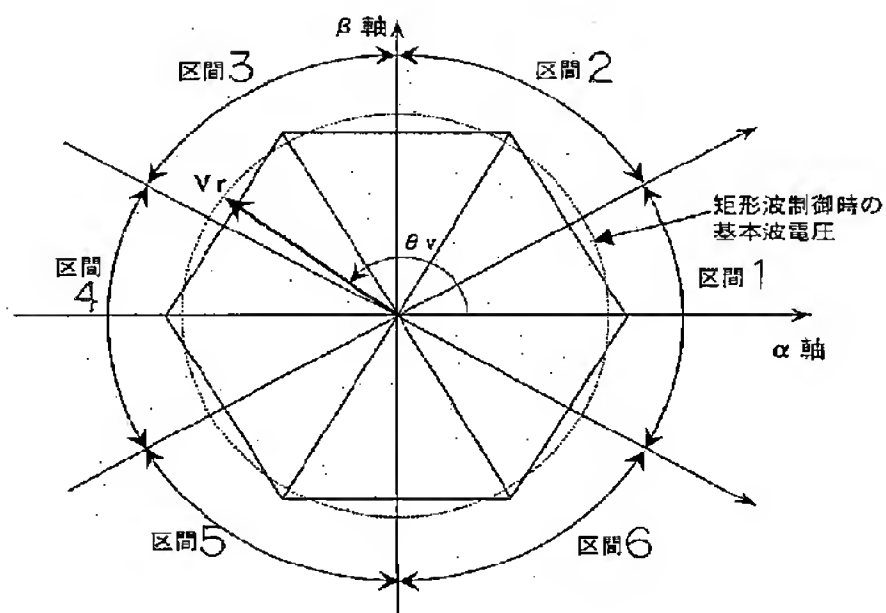
【圖 2】

【圖 2】



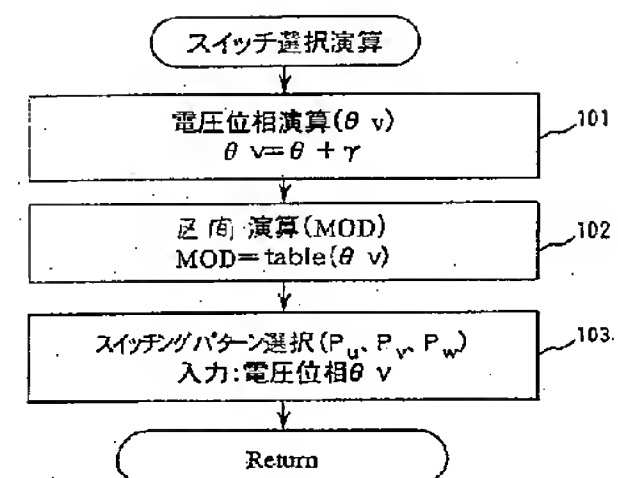
【圖 3】

【图 3】



【图 5】

【图 5】



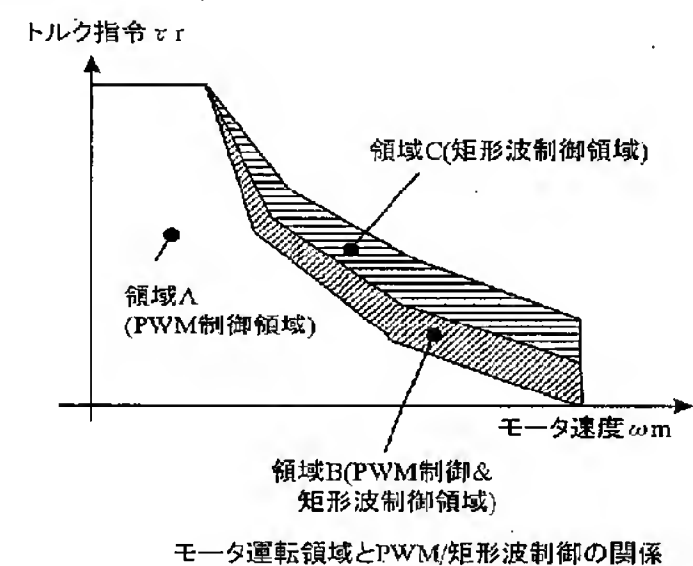
【 図 4 】

【図 4】

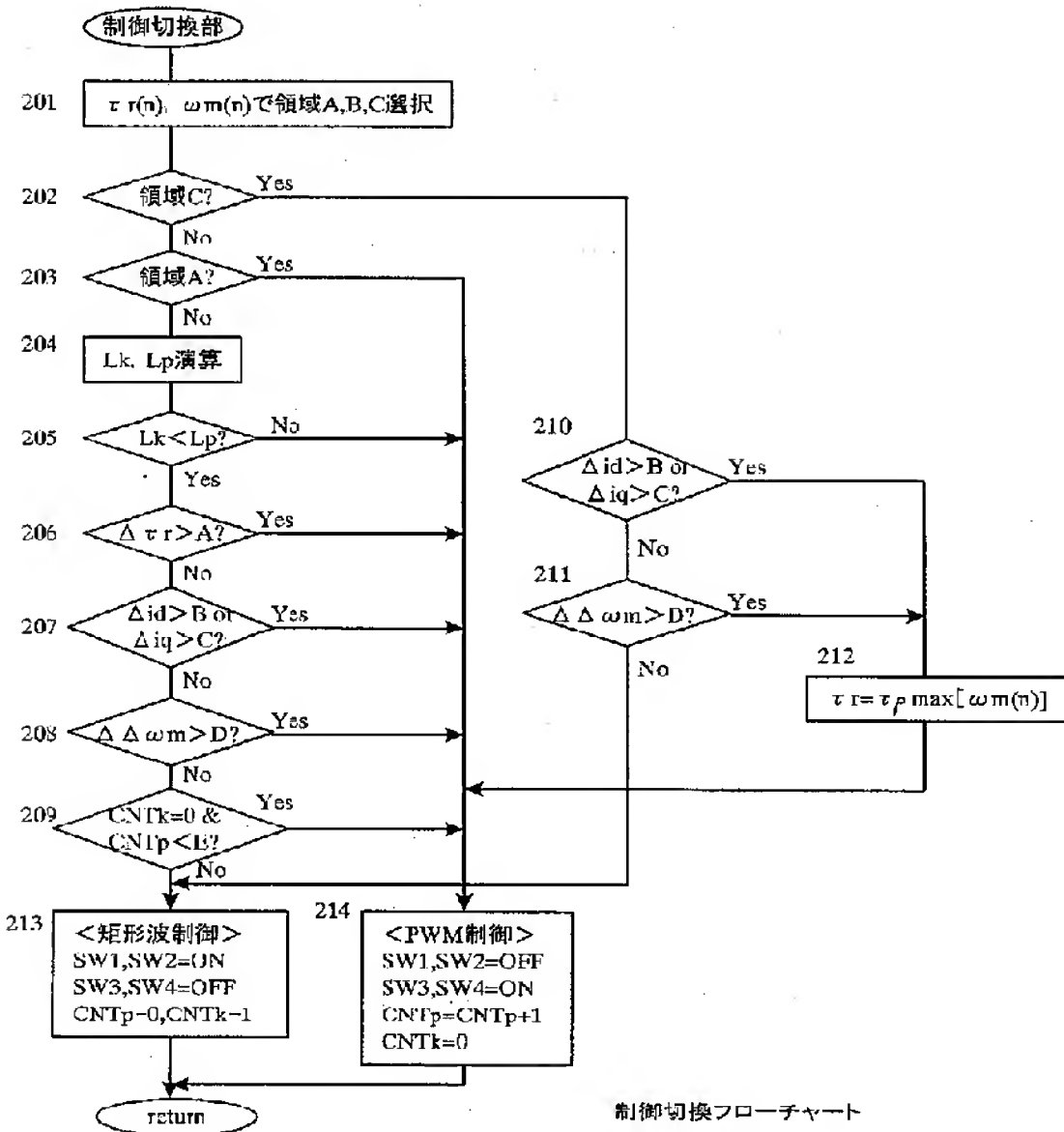
	電圧位相 $\theta_v$ (静止座標系)	スイッチングパターン		
		U相 $P_u$	V相 $P_v$	W相 $P_w$
区間 1	$-30^\circ \sim 30^\circ$	+	-	-
区間 2	$30^\circ \sim 90^\circ$	+	+	-
区間 3	$90^\circ \sim 150^\circ$	-	+	-
区間 4	$150^\circ \sim 210^\circ$	-	+	+
区間 5	$210^\circ \sim 270^\circ$	-	-	+
区間 6	$270^\circ \sim 330^\circ$	+	-	+

【圖 6】

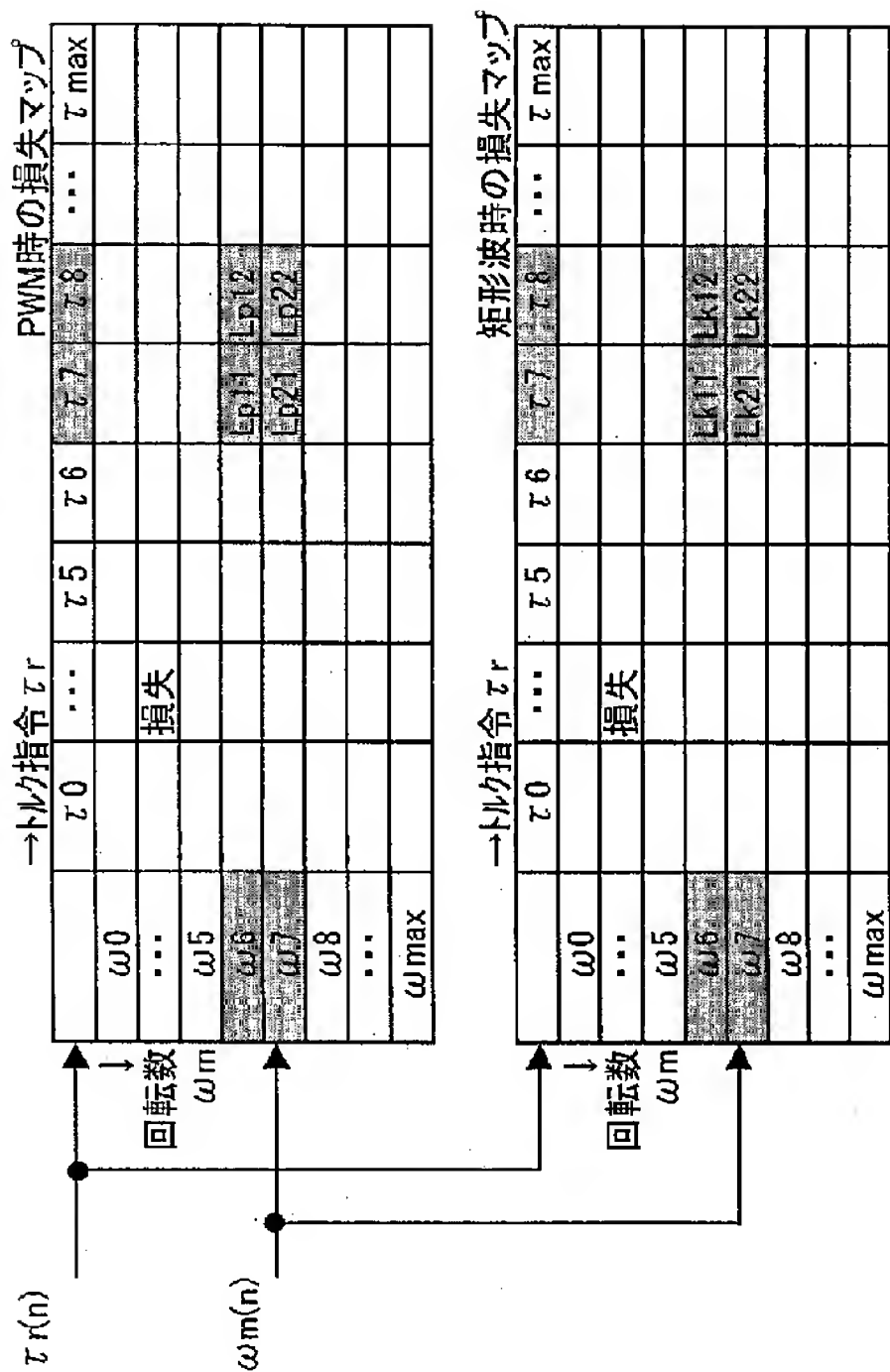
【図 6】



【図 7】



【図 8】





---

フロントページの続き

(72)発明者 正木 良三

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所日立研究所内

(72)発明者 金子 悟

茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所日立研究所内

(72)発明者 澤田 建文

茨城県ひたちなか市大字高場2520番地 株式会社日立製作所自動車機器グループ内

Fターム(参考) 5H560 BB04 DB00 EB01 EC01 EC02 EC07 RR04 XA13

5H576 BB02 DD05 EE01 EE11 GG07 HB01 JJ11 LL01 LL28